



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101924471 B

(45) 授权公告日 2013. 05. 01

(21) 申请号 201010272248. 5

1, 3, 5.

(22) 申请日 2010. 08. 31

US 6118675 A, 2000. 09. 12, 全文.

US 6721192 B1, 2004. 04. 13, 全文.

(73) 专利权人 深圳市明微电子股份有限公司

CN 1812242 A, 2006. 08. 02, 全文.

地址 518057 广东省深圳市高新科技园
高新南一道国微大厦五层

US 6867986 B2, 2005. 03. 15, 全文.

(72) 发明人 赵春波 李照华 郭伟峰 王乐康
尹志刚

审查员 董妍

(74) 专利代理机构 北京市立方律师事务所
11330

代理人 马佑平

(51) Int. Cl.

H02M 3/335(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 101662210 A, 2010. 03. 03, 说明书第 2 页
第 8-15 行, 第 2 页最后 1 行至第 3 页第 2 行、附图

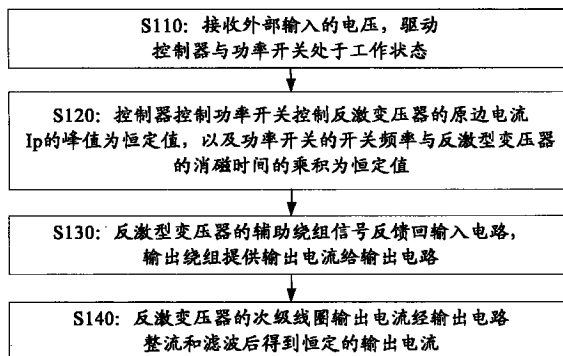
权利要求书1页 说明书10页 附图6页

(54) 发明名称

恒定输出电流的方法及装置

(57) 摘要

本发明的实施例提出了一种恒定输出电流的方法, 包括: 输入电路接收外部输入的电压, 驱动控制器与功率开关处于工作状态; 控制器控制功率开关, 使得功率开关的输入电流 I_p 的峰值为恒定值, 以及控制功率开关的开关频率 f 与反激型变压器的消磁时间 T_{demag} 的乘积为恒定值, 使得 $T_{demag} * f = c$, c 为常数; 将功率开关的电流输入端与反激型变压器的初级线圈相连, 初级线圈上的原边电流为 I_p , 反激型变压器的辅助绕组信号反馈回输入电路, 次级线圈输出电流经输出电路的整流和滤波后得到恒定的输出电流提供给负载。本发明提出的上述方案, 通过消磁时间调整功率开关的开关频率, 消除了变压器感量变化导致电源系统的输出电流也存在偏差的影响, 提高了输出电流的精度。



1. 一种恒定输出电流的装置,其特征在于,包括输入电路、控制器、功率开关、反激型变压器及输出电路,

所述输入电路,用于接收外部输入的电压,驱动所述控制器与所述功率开关处于工作状态;

所述控制器,用于控制所述功率开关,使得所述功率开关的电流输入端的输入电流 I_p 的峰值为恒定值,以及控制所述功率开关的开关频率 f 与所述反激型变压器的消磁时间 T_{demag} 的乘积为恒定值,使得 $T_{demag} * f = c$, c 为常数;

所述功率开关,用于控制变压器原边电流 I_p ,且电流输入端与所述反激型变压器的初级线圈相连;

所述反激型变压器,用于从次级线圈输出电流,以及从辅助线圈反馈与所述输入电路相连;

所述输出电路,用于将变压器的输出绕组的电流进行整流和滤波,而后输出恒定的输出电流;

其中,所述控制器还包括采样保持与消磁时间检测电路、感量补偿电路以及时钟产生及管理电路,

所述采样保持与消磁时间检测电路用于接收从所述反激型变压器的初级边辅助线圈反馈的信号 FB ,检测所述反激型变压器每周期的消磁时间 F_demag 输入所述感量补偿电路,以及产生采样保持电压 VFB ,并输入所述时钟产生及管理电路;

所述感量补偿电路用于接收所述采样保持与消磁时间检测电路输入的每周期的消磁时间 F_demag ,产生控制信号 CDK 输入所述时钟产生及管理电路;

所述时钟产生及管理电路用于接收所述 VFB 信号与所述 CDK 信号,实现对所述功率开关的开关频率 f 进行控制,其中, $L_p * f / VFB$ 为常数, L_p 是变压器的初级线圈的电感量。

2. 如权利要求 1 所述的装置,其特征在于,所述控制器包括比较器,

所述比较器用于控制功率开关的电流采样端口 CS 的电压值,从而控制所述功率开关的电流输入端的输入电流 I_p 。

3. 如权利要求 2 所述的装置,其特征在于,所述功率开关为 NMOS 开关管或 PMOS 开关管。

4. 如权利要求 1 至 3 任意之一所述的装置,其特征在于,所述常数 c 为 $0 < c < 1$ 。

5. 如权利要求 4 所述的装置,其特征在于,所述常数 c 为 $1/2$ 。

恒定输出电流的方法及装置

技术领域

[0001] 本发明涉及开关电源领域,具体而言,本发明涉及恒定输出电流的方法及装置。

背景技术

[0002] 随着开关电源效率的提高,体积的减小和成本的降低,开关电源越来越被广泛地应用到电子产品中。在实际应用中,不仅需要控制开关电源的输出电压,也常常要求控制开关电源的输出电流,比如控制恒定的输出电流驱动 LED、手机充电器、AC/DC 电源适配器和移动设备的备用电源等。

[0003] 目前,在反激型开关电源(反激型交流-直流变换器)应用中,有两种常见的恒定输出电流的控制方法。最常见的方法是利用变压器次级边,也叫开关电源的二次侧,输出电流的反馈信号参与调制,以控制输出电流。该方法可通过在变压器的次级输出端串联一个电阻来检测输出电流,控制该串联电阻两端的电压就可以控制输出电流。由于控制信号必须反馈到初级边也叫开关电源的一次侧来控制芯片,所以必须在初级边和次级边之间增加隔离器件,这样提高了电源系统成本。

[0004] 另一种技术是利用变压器初级边反馈信号参与 PWM(Pulse-Width Modulation, 脉宽调制)控制。根据功率、电压和电流三者的关系:

$$[0005] \quad P_{out} = I_{out} * (V_{out} + V_D) \quad (1)$$

[0006] 其中, P_{out} 输出功率; I_{out} 和 V_{out} 分别是输出电流和输出电压; V_D 是次级边整流二极管的导通压降;又由于反激开关电源在 DCM(Discontinuous Conduction Mode, 断续工作模式)时:

$$[0007] \quad P_{ind} = \frac{1}{2} * L_p * I_p^2 * f \quad (2)$$

[0008] 其中,

[0009] P_{ind} 是变压器初级电感中存储的能量;

[0010] L_p 是初级线圈的电感量;

[0011] f 是电源系统频率,也是功率开关的开关频率;

[0012] I_p 是变压器初级线圈的峰值电流值,也是功率开关的电流输入端的输入电流。

[0013] 在一个电源系统中,功率转换效率是相对固定的,忽略效率的损耗,变压器初级电感中存储的能量 P_{ind} 与输出功率 P_{out} 相等,因此,结合上述公式(1)、(2)可以得出:

$$[0014] \quad I_{out} = \frac{L_p * I_p^2 * f}{2 * (V_{out} + V_D)} \quad (3)$$

[0015] 当电源系统控制使得 $V_{out} + V_D$ 与控制调制器 IC 的频率 f 线性变化,即

$$[0016] \quad k = \frac{f}{V_{out} + V_D} \quad (4)$$

[0017] 并且控制变压器初级边电流 I_p 恒定,那么电源系统的输出电流 I_{out} 恒定。

[0018] 另外的方法还包括专利申请号 CN200810188245.6 公开的一种控制开关电源输出

电流的方法及控制器。上述方法是使得初级线圈的电流值的平方 I_p^2 与 $V_{OUT}+V_D$ 成线性变化，即：

$$[0019] \quad m = \frac{I_p^2}{(V_{OUT} + V_D)} \quad (5)$$

[0020] 同时，控制过程中采用固定的频率实现调制，因此输出电流是恒定的。

[0021] 上述介绍的控制方法控制的输出电流，理论上讲都是精确控制、不变的。但在实际的批量生产过程中，由于变压器的电感量 L_p 不一致，则会存在偏差，并且会导致电源系统的输出电流也存在偏差。

[0022] 因此，有必要提出一种有效的技术方案，解决由于变压器的电感量 L_p 不一致而导致输出电流非恒定的问题。

发明内容

[0023] 本发明的目的旨在至少解决上述技术缺陷之一，特别是通过消磁时间调整功率开关的开关频率，消除了变压器感量变化导致电源系统的输出电流也存在偏差的影响，提高了输出电流的精度。

[0024] 为了达到上述目的，本发明的实施例一方面提出了一种恒定输出电流的方法，包括以下步骤：

[0025] 输入电路接收外部输入的电压，驱动控制器与功率开关处于工作状态；

[0026] 所述控制器控制所述功率开关，使得所述功率开关的电流输入端的输入电流，亦是反激变压器的原边电流 I_p 的峰值为恒定值，以及控制所述功率开关的开关频率 f 与反激型变压器的消磁时间 T_{demag} 的乘积为恒定值，使得 $T_{demag} * f = c$ ， c 为常数；

[0027] 将所述功率开关的电流输入端与所述反激型变压器的初级线圈相连，所述初级线圈的电流为 I_p ，从将所述反激型变压器的辅助线圈信号反馈回所述输入电路，所述的输出电路，将变压器的输出绕组的电流进行整流和滤波，而后输出恒定的输出电流。

[0028] 本发明的实施例另一方面提出了一种恒定输出电流的装置，包括输入电路、控制器、功率开关及反激型变压器，

[0029] 所述输入电路，用于接收外部输入的电压，驱动所述控制器与所述功率开关处于工作状态；

[0030] 所述控制器，用于控制所述功率开关，使得所述功率开关电流输入端的输入电流 I_p 的峰值为恒定值，以及控制所述功率开关的开关频率 f 与所述反激型变压器的消磁时间 T_{demag} 的乘积为恒定值，使得 $T_{demag} * f = c$ ， c 为常数；

[0031] 所述功率开关，用于控制变压器的原边电流 I_p ，且电流输入端与所述反激型变压器的初级线圈相连；

[0032] 所述反激型变压器，用于从次级线圈输出电流，以及从辅助线圈反馈与所述输入电路相连。

[0033] 所述的输出电路，用于将变压器的输出绕组的电流进行整流和滤波，而后输出恒定的输出电流。

[0034] 本发明提出的上述方案，通过消磁时间调整功率开关的开关频率，消除了变压器感量变化导致电源系统的输出电流也存在偏差的影响，提高了输出电流的精度。此外，本发

明提出的技术方案结构简单,控制开关电源输出电流的控制器成本较低,有利于本发明技术方案的推广应用,具有很高的实用价值。

[0035] 本发明附加的方面和优点将在下面的描述中部分给出,部分将从下面的描述中变得明显,或通过本发明的实践了解到。

附图说明

[0036] 本发明上述的和 / 或附加的方面和优点从下面结合附图对实施例的描述中将变得明显和容易理解,其中:

[0037] 图 1 为本发明实施例恒定输出电流的方法流程图;

[0038] 图 2 为本发明实施例恒定输出电流的装置结构示意图;

[0039] 图 3 为本发明实施例的电路原理图示意图;

[0040] 图 4 为本发明实施例控制器的原理示意图;

[0041] 图 5 为本发明实施例采样保持与消磁时间检测电路示意图;

[0042] 图 6 为本发明实施例对应图 5 电路的时序图;

[0043] 图 7 为本发明实施例感量补偿电路示意图;

[0044] 图 8 为本发明实施例对应图 7 电路的时序图;

[0045] 图 9 为本发明实施例时钟产生及管理电路示意图。

具体实施方式

[0046] 如没有特别声明,在本发明中,为了表述和行文方便,对同一技术特征采用了不同的技术术语,在本技术领域亦有不同的名称,但其实质含义或代表的或指向的对象一样,例如:

[0047] 初级绕组、初级电感、初级线圈,均指变压器的初级线圈;

[0048] 辅助绕组、辅助线圈,均指变压器的初级边的辅助线圈;

[0049] 输出绕组、输出线圈、副边绕组、副边线圈、次级线圈、次级绕组,均指变压器的输出边线圈;

[0050] 消磁时间,指变压器的输出绕组具有不为零电流持续的时间;

[0051] 原边电流、原边峰值电流、初级线圈电流,均指变压器初级边的电流;

[0052] 恒定输出电流、恒流输出,均指电源装置输出的电流是恒定的。

[0053] 下面详细描述本发明的实施例,所述实施例的示例在附图中示出,其中自始至终相同或类似的标号表示相同或类似的元件或具有相同或类似功能的元件。下面通过参考附图描述的实施例是示例性的,仅用于解释本发明,而不能解释为对本发明的限制。

[0054] 为了便于理解本发明,下面首先从原理上对本发明进行阐述。

[0055] 反激型开关电源的输出电流为:

$$[0056] \quad I_{out} = \frac{1}{2} * \frac{N_p}{N_s} * I_p * T_{demag} * f。$$

[0057] 在该实现方法中,原边电流 I_p 恒定不变;不同变压器的感量 L_p 对应不同的消磁时间 T_{demag} ,换句话说,相应的 T_{demag} 代表了相应的 L_p 的变换。因此,本发明提出通过消磁时间调整频率,可以实现 $T_{demag} * f = c$, c 为常数,即可以实现电源系统的恒流输出。这样

能解决在实际批量生产过程中,变压器的电感量 L_p 不一致引起的偏差,使得电源系统的输出电流不随变压器的感量变化,输出恒定不变。

[0058] 具体推导如下:

[0059] 从公式 (2) 可以得到,

$$[0060] \quad P_{out} = \frac{1}{2} * L_p * f * I_p^2 \quad (6)$$

[0061] 根据功率公式可知,

$$[0062] \quad I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out} + V_D} = \frac{1}{2} * L_p * I_p^2 * \frac{f}{V_{out} + V_D} \quad (7)$$

[0063] 当感量没有偏差时,公式 (7) 式给出的电流是精确恒定的,但当感量不一致有偏差时,输出电流不再恒定,而是与感量成线性关系变化,从而在大量生产中会使得不同的系统输出的电流不一致。因此需要对感量进行补偿。

[0064] 根据变压器的伏秒特性可知,

$$[0065] \quad L_p * I_p = V_{in} * T_{on} \quad (8)$$

$$[0066] \quad V_{in} * T_{on} = (V_{out} + V_D) * T_{demag} * \frac{N_p}{N_s} \quad (9)$$

[0067] 其中,

[0068] P_{out} 、 L_p 、 f 、 I_p 、 V_D 参数含义与背景技术部分介绍的一致;

[0069] V_{in} ,表示电源系统的输入电压;

[0070] T_{on} ,表示电源系统中功率开关管的导通时间;

[0071] T_{demag} ,表示变压器的消磁时间;

[0072] N_p ,表示变压器输入边的匝数;

[0073] N_s ,表示变压器输出边的匝数;

[0074] 将公式 (8)、(9) 代入公式 (6) 可得:

$$[0075] \quad P_{out} = \frac{1}{2} * \frac{N_p}{N_s} * I_p * (V_{out} + V_D) * T_{demag} * f \quad (10)$$

[0076] 输出电流:

$$[0077] \quad I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out} + V_D} = \frac{1}{2} * \frac{N_p}{N_s} * I_p * T_{demag} * f \quad (11)$$

[0078] 那么,对比 (7) (11),可以得到控制方法,在频率随 $V_{out} + V_D$ 变化的同时,频率反过来也补偿感量的变换,或者说感量也调制频率。

[0079] 简单而言,需要使得 $T_{demag} * f = c$ (常数);或者保证

[0080]

$$k(\text{常数}) = L_p * \frac{f}{V_{out} + V_D},$$

[0081] 那么输出电流就是恒定的,不受电感变化的影响。从理论上说常数 c 可以取任何小于 1 的正数,如 $\frac{3}{7}$ 、 $\frac{4}{9}$ 等任何值,通常从反激系统的工作原理以及效率角度考虑, c 优选取值 $\frac{1}{2}$ 。

[0082] 从公式 (8)、(9) 可知,不同的感量 L_p 对应不同的消磁时间 T_{demag} ,换句话说,相应的 T_{demag} 代表了相应的 L_p 的变换。因此通过消磁时间调整频率可以实现 $T_{demag} * f = c$,也就是实现了电源系统的恒流输出。

[0083] 为了实现本发明之目的,本发明提出了一种恒定输出电流的方法,包括以下步骤:输入电路接收外部输入的电压,驱动控制器与功率开关处于工作状态;所述控制器控制所述功率开关,使得所述功率开关输入端的电流,亦是变压器的原边电流 I_p 的峰值为恒定值,以及控制所述功率开关的开关频率 f 与反激型变压器的消磁时间 T_{demag} 的乘积为恒定值,使得 $T_{demag} * f = c$, c 为常数;将所述功率开关的电流输入端与所述反激型变压器的初级线圈相连,所述初级线圈上的原边电流为 I_p ,从将所述反激型变压器的辅助线圈信号反馈回所述输入电路,所述的输出电路,将变压器的输出绕组的电流进行整流和滤波,而后输出恒定的输出电流。

[0084] 如图 1 所示,为本发明实施例恒定输出电流的方法流程图,包括以下步骤:

[0085] S110:接收外部输入的电压,驱动控制器与功率开关处于工作状态。

[0086] 由于控制器和功率开关都需要在一定的电位状态才能进入工作状态,因此在步骤 S110 中,首先需要外部输入的电压,驱动控制器与功率开关处于工作状态。

[0087] S120:控制器控制功率开关控制的反激变压器的原边电流 I_p 的峰值为恒定值,以及功率开关的开关频率与反激型变压器的消磁时间的乘积为恒定值。

[0088] 在步骤 S120 中,首先需要保证功率开关控制的反激变压器的原边电流的峰值为恒定值。例如,控制器控制 CS 端的电压值,从而控制所述功率开关的电流输入端的输入电流 I_p 。在现有技术中,通常已经有相应的技术手段实现上述要求。

[0089] 作为本发发明的实施例,控制器控制功率开关的开关频率 f 与反激型变压器的消磁时间 T_{demag} 的乘积为恒定值包括以下步骤:

[0090] 控制器接收从反激型变压器的辅助线圈反馈的信号 FB,检测反激型变压器每周期的消磁时间 F_{demag} ,以及产生采样保持电压 VFB;

[0091] 控制器根据每周期的消磁时间 F_{demag} ,产生对所述功率开关的开关频率的控制信号 CDK;

[0092] 控制器根据 VFB 信号与 CDK 信号,实现对功率开关的开关频率 f 进行控制,其中, $L_p * \frac{f}{VFB}$ 为常数,也就是保证 $T_{demag} * f = c$, c 为常数。若忽略感量 L_p 变化导致 CDK 对频率的控制,那么 $\frac{f}{VFB}$ 为常数;若考虑感量 L_p 变化导致 CDK 对频率的控制,那么 $\frac{f}{VFB}$ 近似为常数。

[0093] 在上述实施例中,功率开关为 NMOS 开关管、PMOS 开关管或其它功率开关。

[0094] 在上述实施例中,常数 c 为 $0 < c < 1$ 。优选地,通常选常数 c 为 0.5。

[0095] S130:反激型变压器的辅助绕组信号反馈回输入电路,输出绕组提供输出电流给输出电路。

[0096] 在步骤 S130 中,将功率开关的电流输入端与反激型变压器的初级线圈相连,使得初级线圈上的原边电流为 I_p ,并将反激型变压器的辅助线圈信号反馈回所述输入电路,由于保证了功率开关的开关频率 f 与反激型变压器的消磁时间 T_{demag} 的乘积为恒定值,从反

激型变压器的次级线圈输出的将是恒定的电流。

[0097] S140 :反激变压器的次级线圈输出电流经输出电路整流和滤波后得到恒定的输出电流。

[0098] 在步骤 S140 中,输出电路将变压器的输出绕组的电流进行整流和滤波,而后输出恒定的输出电流。整流,例如二极管的输入端连接到变压器的次级绕组的输出,整流电路的输出端连接到滤波电路,例如单个的电容或 π 型滤波电路的输入,滤波后的电流提供给负载恒定的输出电流。

[0099] 相应于上述方法,如图 2 所示,为本发明实施例恒定输出电流的装置结构示意图,包括输入电路 10、控制器 20、功率开关 30、反激型变压器 T0 及输出电路 40。

[0100] 具体而言,输入电路 10,用于接收外部输入的电压,驱动控制器 20 与功率开关 30 处于工作状态。

[0101] 控制器 20,用于控制功率开关 30,使得功率开关 30 输入端电流,也就是变压器的原边电流 I_p 的峰值为恒定值,以及控制功率开关 30 的开关频率 f 与反激型变压器 T0 的消磁时间 T_{demag} 的乘积为恒定值,使得 $T_{demag} * f = c$, c 为常数。

[0102] 具体而言,控制器 20 包括比较器,其中,比较器用于控制 CS 端的电压值,从而控制功率开关 30 输入端电流,也就是变压器的原边电流 I_p 。

[0103] 具体而言,控制器 20 还包括采样保持与消磁时间检测电路 206、感量补偿电路 209 以及时钟产生及管理电路 207。

[0104] 采样保持与消磁时间检测电路 206 用于接收从反激型变压器 T0 的辅助线圈反馈的信号 FB,检测反激型变压器 T0 每周期的消磁时间 F_{demag} 输入感量补偿电路 209,以及产生采样保持电压 VFB,并输入时钟产生及管理电路 207。

[0105] 感量补偿电路 209 用于接收采样保持与消磁时间检测电路 206 输入的每周期的消磁时间 F_{demag} ,产生控制信号 CDK 输入时钟产生及管理电路 207。

[0106] 时钟产生及管理电路 207 用于接收 VFB 信号与 CDK 信号,实现对功率开关 30 的开关频率 f 进行控制,其中, $L_p * \frac{f}{VFB}$ 为常数,也就是保证 $T_{demag} * f = c$, c 为常数。若忽略感

量 L_p 变化导致 CDK 对频率的控制,那么 $\frac{f}{VFB}$ 近似为常数。

[0107] 功率开关 30,用于控制反激变压器原边电流 I_p ,且电流输入端与反激型变压器 T0 的初级线圈相连。

[0108] 在本发明中,功率开关 30 为 NMOS 开关管、PMOS 开关管或其它功率开关。

[0109] 通常,常数 c 为 $0 < c < 1$ 。例如,常数 c 为 $\frac{1}{2}$ 。

[0110] 反激型变压器 T0,用于从次级线圈输出电流,以及从辅助绕组反馈与输入电路 10 相连。

[0111] 输出电路 40,将变压器的输出绕组的电流进行整流和滤波,而后输出恒定的输出电流。

[0112] 本发明提出的上述方案,通过消磁时间调整功率开关的开关频率,消除了变压器感量变化导致电源系统的输出电流也存在偏差的影响,提高了输出电流的精度。此外,本发明提出的技术方案结构简单,控制开关电源输出电流的控制器成本较低,有利于本发明技

术方案的推广应用,具有很高的实用价值。

[0113] 为了便于理解本发明,下面结合更具体、更完整的电路器件,对本发明上述提出的方法或装置作进一步阐述。

[0114] 图 3 为应用本发明上述方法或装置的应用场景示意图,反激型开关电源由功率开关 NMOS、反激型变压器 T0、电阻器 R1、R2、R3、R0,电容器 C1、C0,二极管 D1、D0 和控制器 20 组成。由图 3 可知,变压器 T0 的输出电压,即负载电压 V_{OUT} 与整流二极管的导通压降 V_D 的和,与初级边辅助线圈的感应电压 V_{aux} 之间为线性关系,即:

$$[0115] \quad V_{aux} = n(V_{OUT} + V_D) \quad (12)$$

[0116] 其中, n 为变压器辅助线圈 N_a 与输出边线圈 N_s 的匝数比。

[0117] 而电阻器 R1 与电阻器 R2 对辅助线圈的感应电压 V_{aux} 进行分压,所以,通过检测电阻器 R2 的电压,即可检测到输出电压的缩放信号 V_{aux} ,检测到的电阻器 R2 两端的电压输入至控制器 20 的电压采样端口 FB。通过检测电阻器 R3(电阻器 R3 可以集成到控制器 20 的内部)两端的电压,即可检测到初级线圈电流 I_p 的值,电阻器 R3 两端的电压作为初级线圈电流 I_p 的等效信号输入至控制器 20 的电流采样端口 CS,由欧姆定律可知 $V_{cs} = I_p * R3$ 。

[0118] 图 4 示出了本发明的优选具体实施例的控制器 20 的原理框图。由图 4 可知,控制器 20 包括内部电源产生电路 201,内部电源产生电路是通过输入的高电压源 VCC(本实例中是 18V)产生内部的第二个电源 VDD(本实例中是 5V),VDD 是提供给控制器内部低压电路的电源,可以采用 LDO(低压差线性稳压器)结构实现;基准电路 202,基准电路用来产生控制器 20 需要的内部基准电压和基准电流,可以采用带隙基准电路与电流镜实现;比较器 204,比较器 204 用来限制 CS 端的电压值,从而控制原边电流 I_p 电流的大小;CS 前沿消隐电路 205,前沿消隐电路用来消除开关管 NMOS 每个周期导通之初噪声等因素引起的 CS 电压的异常;过压过温保护电路 210,过压过温保护电路用来保护控制器在过压或过温等异常情况下能正常关闭,保护整个电源系统不被烧毁;还包括 FB 采样保持与消磁时间检测电路 206,时钟产生及管理电路 207,D 触发器 208,感量补偿电路 209,与门 211。

[0119] FB 采样保持与消磁时间检测电路 206 如图 5 所示。采样保持与消磁时间检测电路对应的时序波形如图 6 所示。控制器 FB 端口接收电源系统的电压反馈信号 FB,FB 输入到比较器 1 和比较器 2 的同相端,同时,FB 经过采样开关 K0 有规律的打开与关断,本实例中 K0 设计在 FB 消磁时间(us 量级)2/3 时间对应处打开 200ns,显然也可以设计在消磁时间结束的瞬间采样,或是其他时间,在电容器 C2 上得到采样保持电压 VFB,VFB 输入比较器 1 的反相端与 FB 信号比较,并且 VFB 用来控制振荡器的频率。比较器 2 的反相端可以接地(零电位),比较器 1 的输出信号 VF1 与比较器 2 的输出信号 VF2 经过与门逻辑得到信号 Ft0,Ft0 输入到 D 触发器的时钟触发端;D 触发器的复位信号是控制器 20 的内部模块电路 208 的输出信号 PFM,PFM 信号主要用来控制电源系统的开关管 NMOS 的导通与关断的信号。Ft0 的反逻辑信号与 Ft1 进行或非门逻辑得到消磁时间检测信号 F_demag;F_demag 高电平的时间表示了变压器每周期的消磁时间。

[0120] 图 7 示出了本发明的优选具体实施例的控制器 20 的优选的感量补偿电路 209。图 5 电路检测出了消磁时间,控制器检测到消磁时间之后,通过消磁时间对频率进行控制,从而补偿感量变化的影响。图 8 示出图 7 的时序图。消磁时间检测信号 F_demag 与电源系统时钟的二分频信号 F_div2 进行与门逻辑,实现隔周期的消磁时间使能选择,选择出的隔周

期的消磁时间信号控制电流 I₀ 电流对电容器 C₃ 充电,充放电电容 C₃ 的电压又输入到 R-S 触发器,触发器的输出 F_{dg} 又作为 D 触发器的时钟,同时又反馈控制 C₃ 的放电电流,因为 C₃ 充放电的电流相同,例如,本实例中电流 I₀ 等于 10uA,电容 C₃ 等于 3pF,因此 F_{dg} 的控制 C₃ 的放电时间(设定 F_{dg} 高电平时 C₃ 放电,即 C₃ 放电时间等于 F_{dg} 高电平时间)与此前一个周期的 F_{demag} 的高电平时间相等(设定 F_{demag} 高电平时 C₃ 充电,即 C₃ 充电时间等于 F_{demag} 高电平时间),即:F_{dg} 的高电平时间代表了前一个周期的消磁时间 T_{demag}。D 触发器的 D 端输入信号 F_{ref} 是时钟管理模块产生的,F_{ref} 是通过电源系统时钟与电源系统时钟二分频信号进行逻辑产生的,F_{ref} 的低电平的时间表示了电源系统时钟的半个周期的时间 T/2。F_{dg} 对 F_{ref} 信号进行采样,当下降沿采样时,触发器 QB 输出 CDK 信号为高时,表示消磁时间 T_{demag} 小于电源系统的半个周期 T/2,当 CDK 信号为低时,表示消磁时间 T_{demag} 大于电源系统的半个周期 T/2;利用产生的 CDK 信号对电源系统时钟周期进行控制,通过电源系统的逐周期的控制,系统稳定时,可近似认为:T_{demag} = T/2,即:

$$[0121] \quad T_{demag} * \frac{1}{T} = T_{demag} * f = \frac{1}{2} \quad (14)$$

[0122] 为了便于理解本发明上述公开的方法或装置,下面进一步描述 CDK 如何对频率进行控制。

[0123] 图 9 示出了本发明的优选具体实施例的控制器的优选时钟产生及管理电路 207。时钟产生及管理电路 207 可以细分为三个部分,FB 电压控制电流电路 271,CDK 控制电流电路 272,频率生成及逻辑电路 273。

[0124] 公式 (7) 重写如下:

$$[0125] \quad I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out} + V_D} = \frac{1}{2} * L_p * I_p^2 * \frac{f}{V_{out} + V_D} \quad (15)$$

[0126] 通过电源系统可知

$$[0127] \quad V_{FB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} * V_{aux} \quad (16)$$

$$[0128] \quad V_{aux} = n * (V_{out} + V_D) \quad (17)$$

[0129] 即:

$$[0130] \quad V_{FB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} * n * (V_{out} + V_D) \quad (18)$$

[0131] 上面公式表示 V_{FB} 与 V_{out}+V_D 是成倍数关系的,将公式 18 代入公式 15 可得,

$$[0132] \quad I_{out} = \frac{1}{2} * L_p * I_p^2 * \frac{f}{V_{FB}} * \frac{R_1 + R_2}{n * R_2} \quad (19)$$

[0133] 从公式 19 可知,当 L_p、I_p 固定,电源系统的频率 f 与 V_{FB} 的比值 $\frac{f}{V_{FB}} = C_0$ (常数) 时,电源系统输出恒定的电流 I_{out}。

[0134] FB 电压控制电流电路 271 采用 LDO 结构,误差放大器正负两端的电压相等,即 R₅ 的电压等于 V_{FB},则有

$$[0135] \quad I_3 = \frac{V_{FB}}{R_5} \quad (20)$$

[0136] FB 通过控制电流 I₃ 来控制频率的变化。

[0137] CDK 控制电流电路 272, CDK 是感量补偿模块 209 产生的控制信号, 当 CDK 信号为高时, 表示消磁时间 T_{demag} 小于系统的半个周期 $T/2$, 当 CDK 信号为低时, 表示消磁时间 T_{demag} 大于系统的半个周期 $T/2$ 。其中 NMOS1 电流可以表示为,

$$[0138] \quad I_{NMOS1} = \frac{V_{C4} - V_{th}}{R4}$$

[0139] 当 PMOS1、PMOS2 组成的电流镜采用相同宽长比时, 那么

$$[0140] \quad I2 = I_{NMOS1} = \frac{V_{C4} - V_{th}}{R4} \quad (21)$$

[0141] CDK 为高时, CDK 控制电流对电容器 C4 进行放电, C4 电压 V_{c4} 减小, 电流 I2 减小, 由 I2 去控制系统频率提高; CDK 为低时, 控制电流对电容器 C4 进行充电, C4 电压 V_{c4} 增大, 电流 I2 增大, 由 I2 控制系统频率降低。

[0142] 频率生成及逻辑电路 273 利用 FB 电压控制电流电路 271 产生的电流 I3 和 CDK 控制电流电路 272 产生的电流 I2 对电容器 C5 进行充放电, 其中充电电流

$$[0143] \quad I4 = k3 * I3 - k2 * I2 \quad (22)$$

[0144] 放电电流

$$[0145] \quad I5 = k1 * I3 \quad (23)$$

[0146] 根据电量公式,

$$[0147] \quad I4 * T_r = C5 * \Delta V \quad (24)$$

$$[0148] \quad I5 * T_f = C5 * \Delta V \quad (25)$$

[0149] 其中,

[0150] T_r , 表示充电时间;

[0151] T_f , 表示放电时间;

[0152] ΔV , 表示基准电压 V_{ref1} 与 V_{ref0} 之差的绝对值, 本实例中可以设定为 2.5V。

[0153] 那么充放电的周期 T_0 :

$$[0154] \quad T_0 = T_r + T_f \quad (26)$$

[0155] 将公式 (22)、(23)、(24)、(25) 代入公式 26 得,

$$[0156] \quad T_0 = \frac{C5 * \Delta V}{k3 * I3 - k2 * I2} + \frac{C5 * \Delta V}{k1 * I3} \quad (27)$$

[0157] 将公式 (20)、(21) 代入上式, 可得 C5 的充放电频率 f_0 ,

$$[0158] \quad f_0 = \frac{1}{T_0} = \frac{k1 * V_{FB}}{C5 * \Delta V} * \frac{(k3 * \frac{V_{FB}}{R5} - k2 * \frac{V_{c4} - V_{th}}{R4})}{(k1 + k3) * \frac{V_{FB}}{R5} - k2 * \frac{V_{c4} - V_{th}}{R4}} \quad (28)$$

[0159] 电源系统时钟 f 是 C5 的充放电频率 f_0 经过二分频得到的, 即:

$$[0160] \quad f = \frac{f_0}{2} = \frac{k1 * V_{FB}}{2 * C5 * \Delta V} * \frac{(k3 * \frac{V_{FB}}{R5} - k2 * \frac{V_{c4} - V_{th}}{R4})}{(k1 + k3) * \frac{V_{FB}}{R5} - k2 * \frac{V_{c4} - V_{th}}{R4}} \quad (29)$$

[0161] 那么,

$$[0162] \quad \frac{f}{VFB} = \frac{k1}{2 * R5 * C5 * \Delta V} * \frac{(k3 * \frac{VFB}{R5} - k2 * \frac{Vc4 - Vth}{R4})}{(k1 + k3) * \frac{VFB}{R5} - k2 * \frac{Vc4 - Vth}{R4}} \quad (30)$$

[0163] 假如没有感量补偿电路,那么没有 CDK 控制信号,即:

$$[0164] \quad \frac{V_{c4} - V_{th}}{R4} = 0, \text{那么} \frac{f}{VFB} = \frac{k1}{2 * R5 * C5 * \Delta V} * \frac{k3}{(k1 + k3)} = \text{常数}$$

[0165] 当忽略感量差异的影响时,结合公式(19)可知,输出电流也是恒定的。但不忽略感量变化的差异时,结合公式(19)可知,输出电流会出现不同的差异。

[0166] 在本发明及实施例中,由于有了感量补偿电路,那么 $\frac{V_{c4} - V_{th}}{R4}$ 会随着感量大小的变化而变化,不同的感量 L_p 产生对应的消磁时间 T_{demag} ,对应的 T_{demag} 产生相应的 CDK 信号,CDK 再控制得到相应的 $\frac{V_{c4} - V_{th}}{R4}$,从而对频率进行了补偿修正,经过感量补偿对频率的控制,使得 $T_{demag} * f = 1/2$,结合前面的公式(11),可知输出电流是恒定的,不随感量的差异而变化。

[0167] 显然,上述完整披露本发明公开的方法或装置的应用实例只是本发明保护范围的一部分,仅用于解释本发明。例如,输入电路、控制器、功率开关和变压器在不同的应用场合可能会通过不同的形态体现,上述器件配合操作得到的方法或顺序连接得到的装置,只要不违背本发明的旨意,均应视为属于本发明的保护范围。

[0168] 本领域普通技术人员可以理解实现上述实施例方法携带的全部或部分步骤是可以通程序来指令相关的硬件完成,所述的程序可以存储于一种计算机可读存储介质中,该程序在执行时,包括方法实施例的步骤之一或其组合。

[0169] 另外,在本发明各个实施例中的各功能单元可以集成在一个处理模块中,也可以是各个单元单独物理存在,也可以两个或两个以上单元集成在一个模块中。上述集成的模块既可以采用硬件的形式实现,也可以采用软件功能模块的形式实现。所述集成的模块如果以软件功能模块的形式实现并作为独立的产品销售或使用,也可以存储在一个计算机可读存储介质中。

[0170] 上述提到的存储介质可以是只读存储器,磁盘或光盘等。

[0171] 以上所述仅是本发明的实施方式,应当指出,对于本技术领域的普通技术人员来说,在不脱离本发明原理的前提下,还可以做出若干改进和润饰,这些改进和润饰也应视为本发明的保护范围。

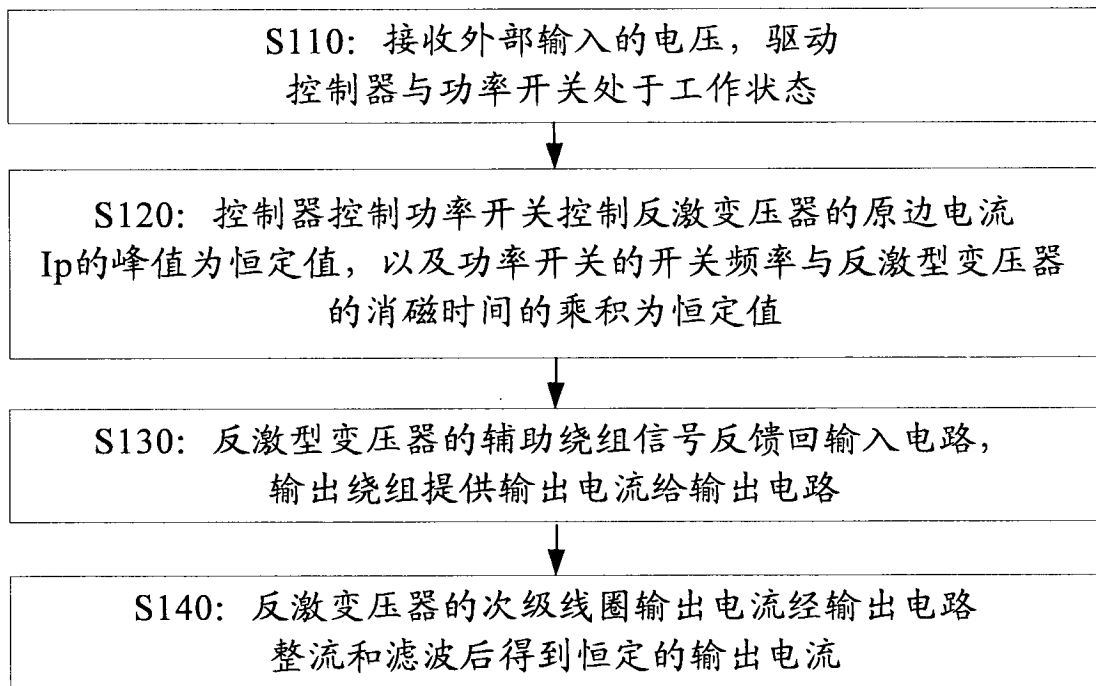


图 1

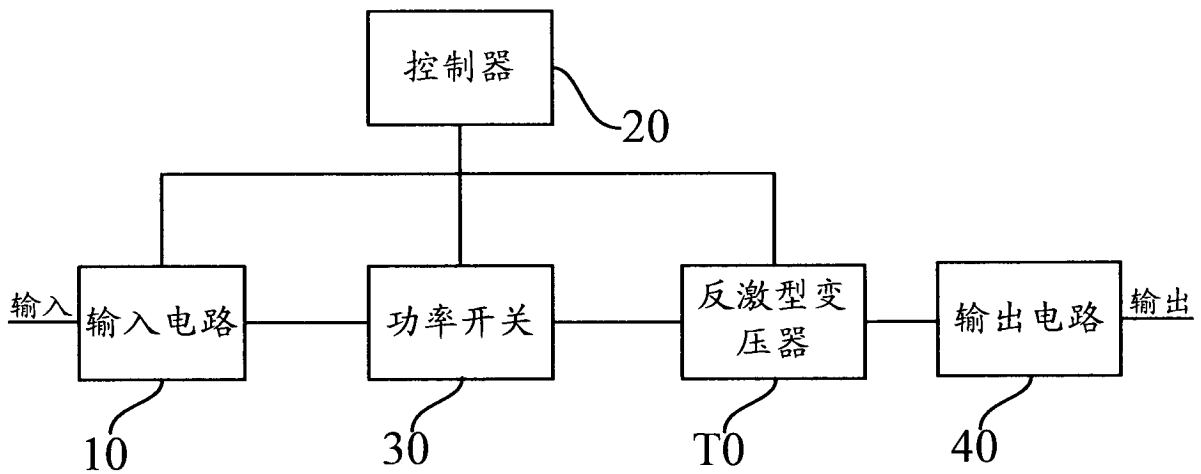


图 2

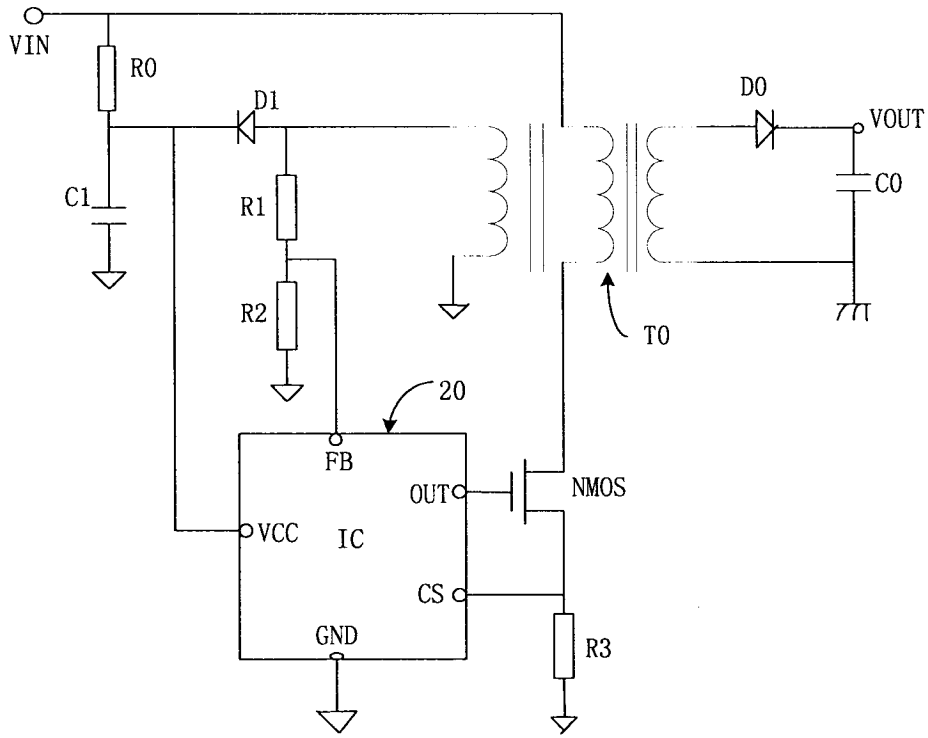


图 3

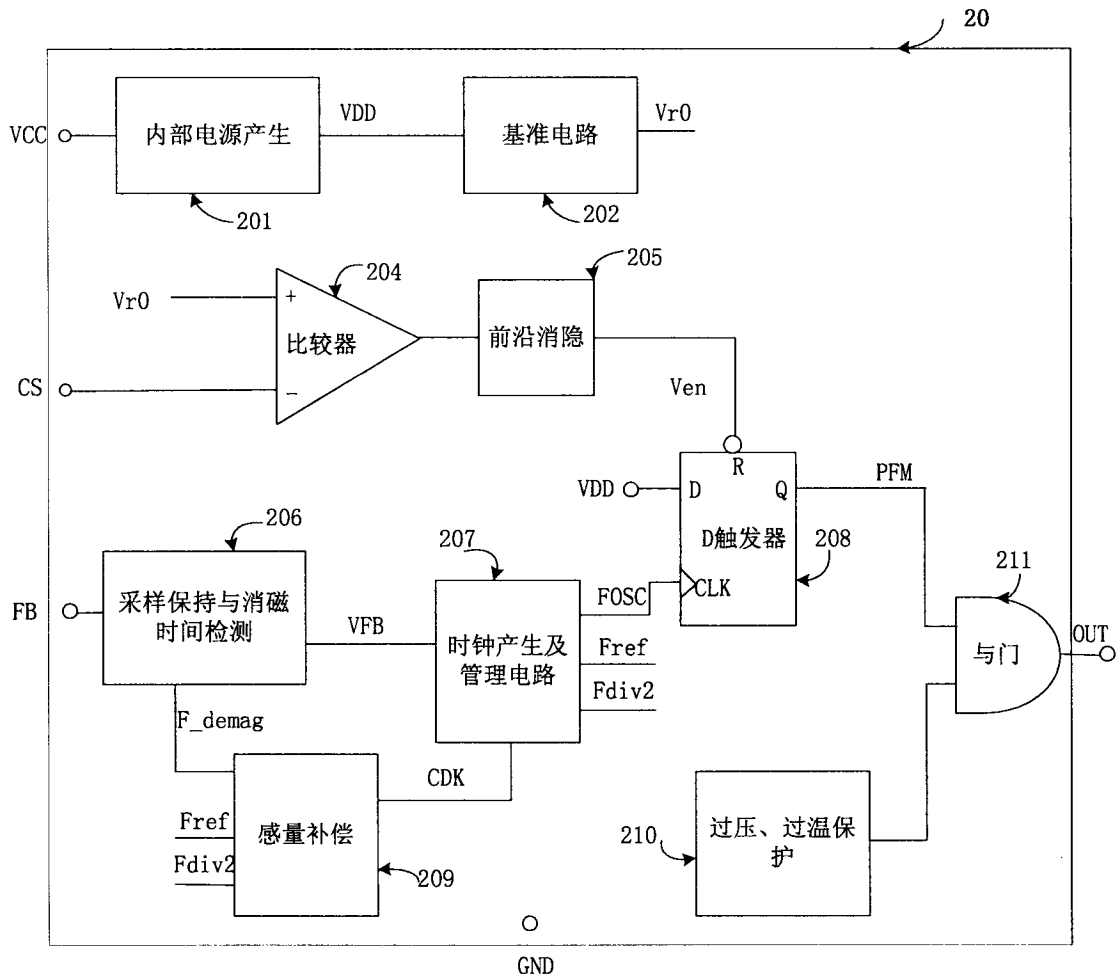


图 4

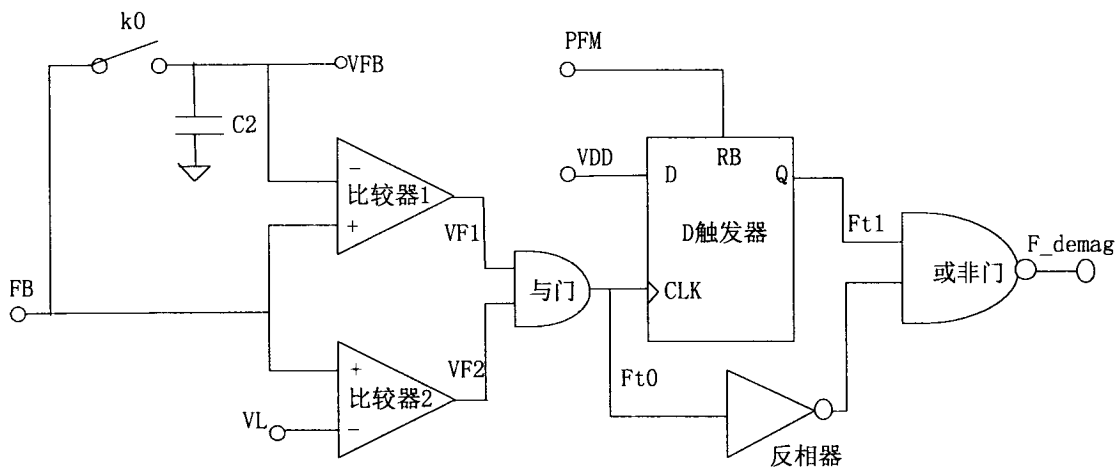


图 5

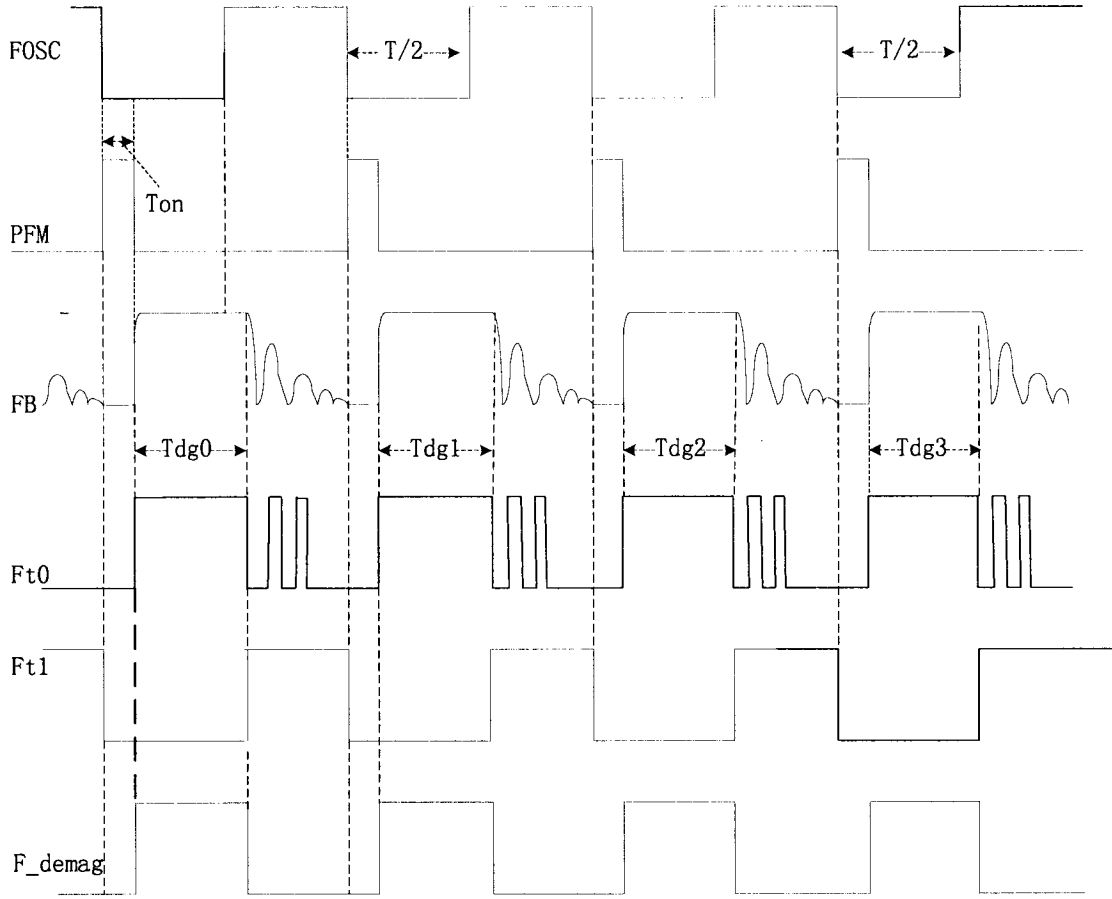


图 6

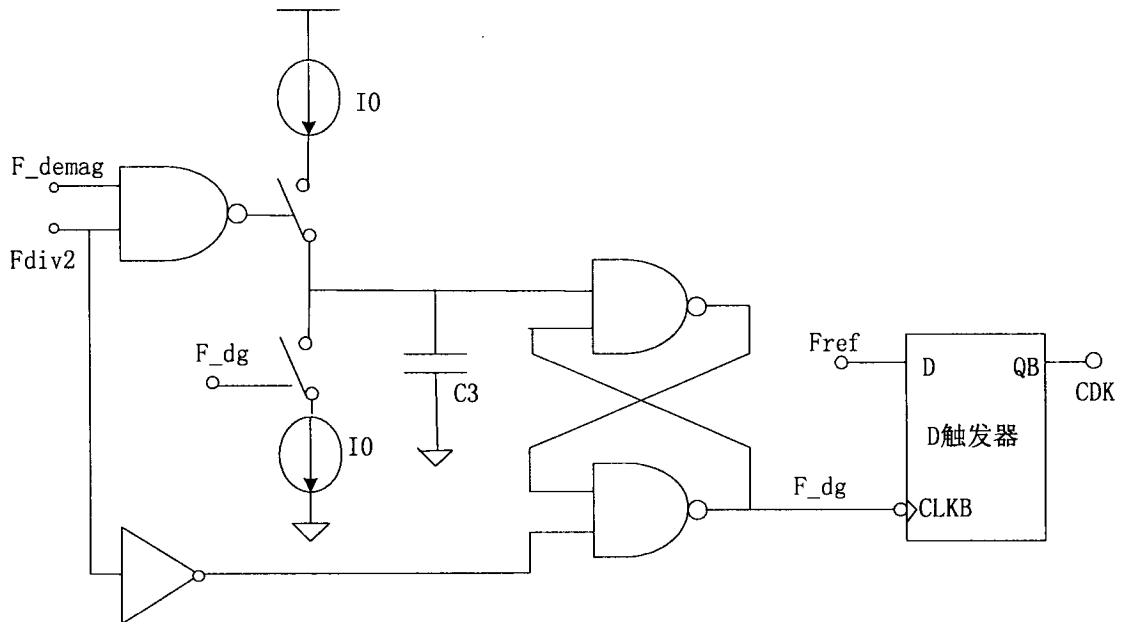


图 7

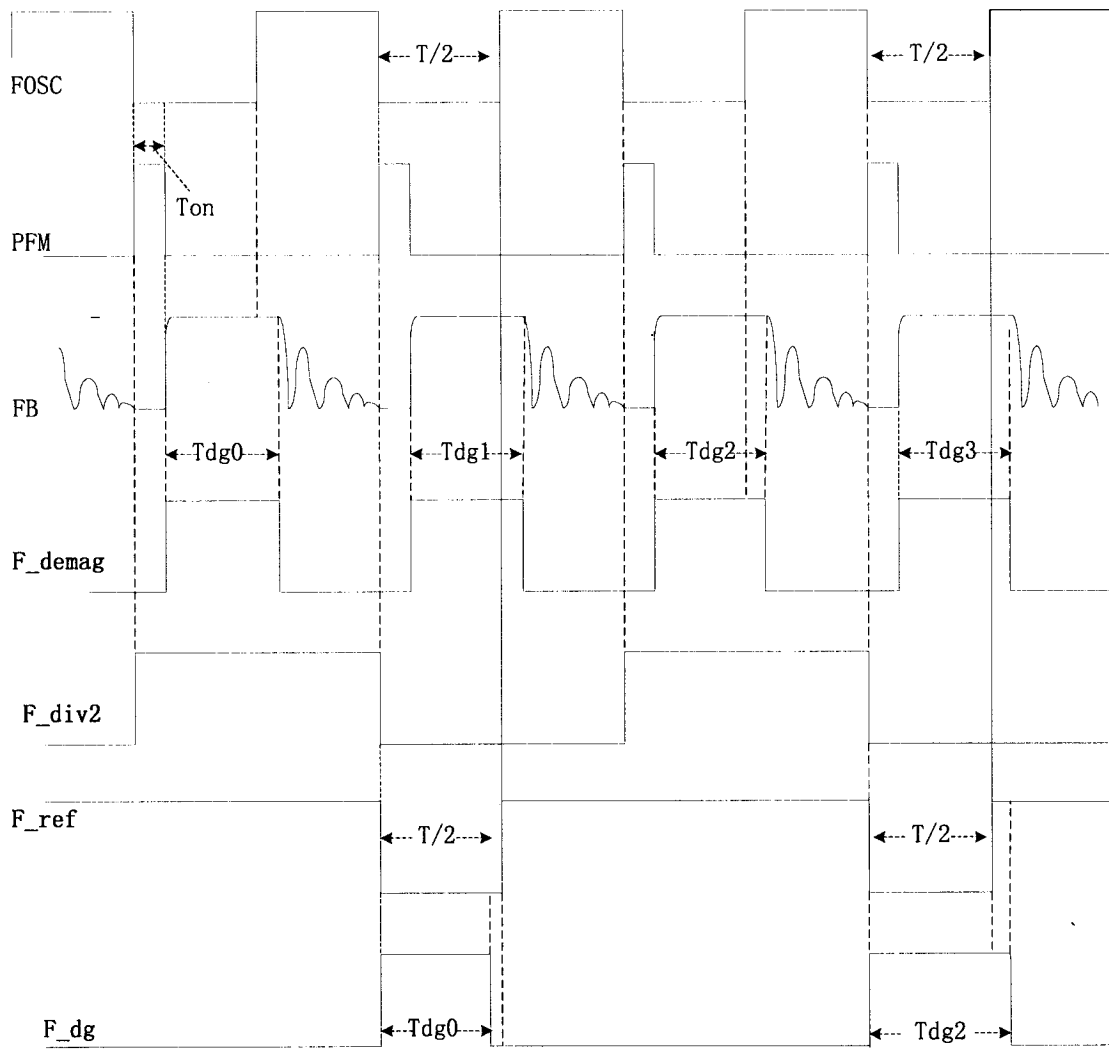


图 8

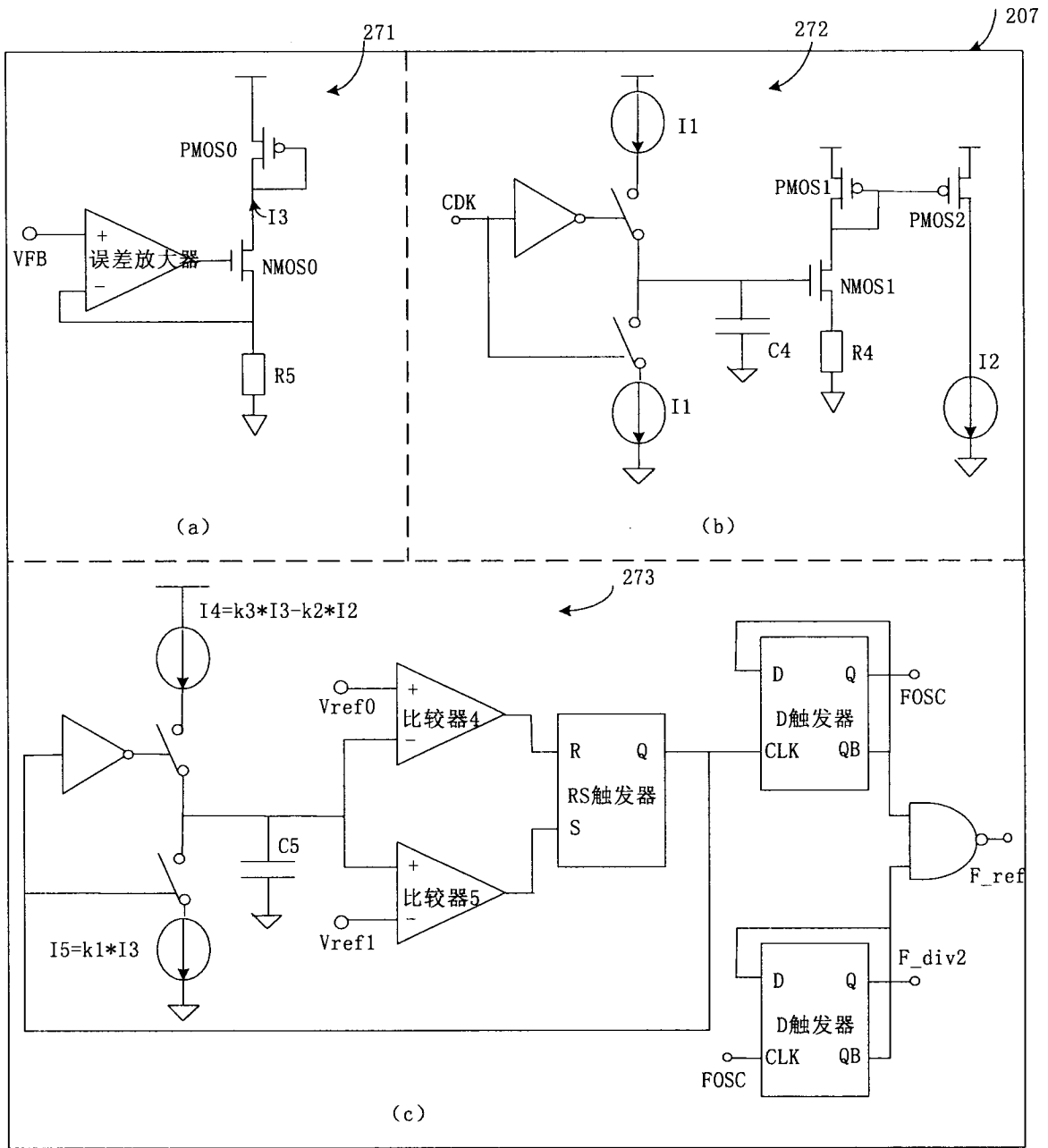


图 9